



IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of:

MASAYUKI ISHIKAWA et al.

Serial No.: 09/679,984

Filed: October 5, 2000

For: PIEZOELECTRIC OSCILLATOR

TRANSMITTAL OF PRIORITY DOCUMENT

Assistant Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

Dear Sir:

In connection with the above-identified application, enclosed herewith please find one certified copy of Japanese Patent Application No. 11-289298 filed on October 12, 1999 upon which Convention Priority is claimed.

Respectfully submitted,

KODA AND ANDROLIA

By: 

William L. Androlia
Reg. No. 27,177

2029 Century Park East
Suite 3850
Los Angeles, CA 90067
(310) 277-1391
(310) 277-4118 (fax)

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service with sufficient postage as first class mail in an envelope addressed to:
Assistant Commissioner for Patents
Washington D.C. 20231, on

January 4, 2001

Date of Deposit

William L. Androlia

Name

Signature

1/4/2001

Date

0240
2800
PATENT
172A 3003
go Yut
Kper #2
2/22/01
EUP/ML



09/679984

日 本 国 特 許 庁

PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application:

1999年10月12日

出 願 番 号
Application Number:

平成11年特許願第289298号

出 願 人
Applicant(s):

東洋通信機株式会社

TO
JAN 11 2000
JPO

2000年10月13日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及 川 耕 造

出証番号 出証特2000-3083715

【書類名】 特許願
【整理番号】 P99-090
【あて先】 特許庁長官 殿
【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県高座郡寒川町小谷二丁目 1 番 1 号
東洋通信機株式会社内

【氏名】 石川 匡亨

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県高座郡寒川町小谷二丁目 1 番 1 号
東洋通信機株式会社内

【氏名】 神津 英明

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県高座郡寒川町小谷二丁目 1 番 1 号
東洋通信機株式会社内

【氏名】 内藤 行雄

【特許出願人】

【識別番号】 000003104

【住所又は居所】 神奈川県高座郡寒川町小谷二丁目 1 番 1 号

【氏名又は名称】 東洋通信機株式会社

【代表者】 副島 俊雄

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 平成11年特許願第100248号

【出願日】 平成11年 4月 7日

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 053947

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【書類名】 明細書
 【発明の名称】 圧電発振器
 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

圧電振動子と、増幅器と、可変容量素子とを含む発振器に於いて、前記可変容量素子が MOS 容量素子であって、該 MOS 容量素子の一方端子に V ボルト電圧を中間とする交流電圧を印加し、他方の端子が前記 V ボルトを中間値とする範囲で制御電圧が印加されるように構成したことを特徴とする圧電発振器。

【請求項 2】

インバータ増幅器の入出力端子間に圧電振動子が、又、該圧電振動子両端夫々とアース間に分割コンデンサ C 1、C 2 が接続されたインバータ圧電発振器に於いて、前記圧電振動子に直列に MOS 容量素子を挿入することによって該 MOS 容量素子の一方端には前記インバータ増幅器の出力端又は入力端の V ボルトのバイアス電圧が印加され、該 MOS 容量素子の他方端を V ボルトを中間値とする範囲にて変化する制御電圧を供給するよう構成したことを特徴とする圧電発振器。

【請求項 3】

インバータ増幅器の入出力端子間に圧電振動子が、又、該圧電振動子両端夫々とアース間に分割コンデンサ C 1、C 2 が接続されたインバータ圧電発振器に於いて、前記圧電振動子の両側に MOS 容量素子二個を挿入すると共に、該 MOS 容量素子の一方端に V ボルト電圧を中間電圧とする交流電圧を印加し、該 MOS 容量素子の他方端を V ボルトを中間値とする範囲にて変化する制御電圧を供給するよう構成したことを特徴とする圧電発振器。

【請求項 4】

インバータ増幅器の入出力端に圧電素子が、又、該圧電素子両端夫々とアース間に分割コンデンサ C 1、C 2 が接続されたインバータ発振器に於いて、前記圧電振動子と前記インバータ増幅器の入力端との間、若しくは、前記圧電振動子と前記インバータ増幅器の出力端との間に MOS 容量素子を挿入すると共に、前記 MOS 容量素子の圧電振動子接続側の端子に制御電圧 Vcont を印加し、前記インバータ増幅器の入力端又は出力端の直流バイアス電圧であって前記 MOS 容量素子の一方

端に印加される電圧を V とすると、該電圧 V が前記制御電圧 V_{cont} の中間電圧となるようにしたことを特徴とする圧電発振器。

【請求項 5】

インバータ増幅器の入出力端に圧電素子が、又、該圧電素子両端夫々とアース間に分割コンデンサ C_1 、 C_2 が接続されたインバータ発振器に於いて、前記圧電振動子と前記インバータ増幅器の入力端との間、若しくは、前記圧電振動子と前記インバータ増幅器の出力端との間にMOS容量素子を挿入すると共に、前記MOS容量素子の圧電振動子接続側の端子に制御電圧 V_{cont} を印加し、該MOS容量素子の前記インバータ増幅器側の端子とインバータ増幅器の入力または出力端子との間に抵抗とコンデンサとの直流回路を挿入接続し、更に、前記MOS容量素子の前記インバータ増幅器側の端子に直流バイアス電圧を印加するよう構成したことを特徴とする圧電発振器。

【請求項 6】

前記MOS容量素子に供給される交流電流の振幅レベルを前記直流回路の抵抗の値に基づき調整すると共に、前記MOS容量素子の前記インバータ増幅器側の端子に供給する直流バイアス電圧を V としたとき、該電圧 V が前記制御電圧 V_{cont} の中間電圧となるようにしたことを特徴とする請求項 6 記載の圧電発振器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は圧電発振器に関し、特に、MOS容量素子を用いた圧電発振器に関する。

【0002】

【従来の技術】

水晶振動子に代表される圧電振動子を用いた発振器は種々の回路形態のものが提案され、且つ、実用化されており、携帯電話機やコンピュータの信号源を初めとしてあらゆる電子機器に用いられている。

又一方、このような発振器に於いては、製造時の周波数調整や、チャンネル周波数調整機能、或はAFC (automatic frequency control) 機能実現の為、更には

周波数温度補償や、多数のチャンネル周波数に対応する為等、種々の目的を達成する為に発振回路に可変容量素子が不可欠である。

【 0 0 0 3 】

このような機能を充足し得る回路としては、例えば、図 6 に示すようなものが一般的に用いられる。

同図に示す発振回路は、インバータ増幅器を用いた水晶発振器の一般的な回路であって、インバータ増幅器 1 0 1 の入出力間に水晶振動子 1 0 2 と帰還抵抗 R1 との並列回路を、また、その入出力それぞれと接地との間にコンデンサ C1、C2 を挿入すると共に、該コンデンサ C1、又は、コンデンサ C2 の何れか一方（この例に於いてはコンデンサ C1 に）に可変容量素子としてバリキャップダイオード D1 を接続し、該バリキャップダイオード D 1 のカソードとコントロール端子 Vcont とを直流阻止用の抵抗 R2 を介し接続するよう構成したものである。

【 0 0 0 4 】

この発振器回路の動作については周知である為、改めて説明する必要がないであろうが簡単に説明すれば、この回路に於いて、前記コントロール端子 Vcont に印加する直流電圧に応じてバリキャップダイオード D1 の容量値が変化する為、このコントロール電圧を制御することによって上述したように AFC をはじめ各種の周波数調整が可能である。

一方、近年、各種電子機器の小型化及び、省電力化の要請からこのような発振器に於いても IC 化が望まれている。

しかし、図 6 に示すような前記バリキャップダイオード D1 を含む回路を IC 化する場合、該ダイオードが他の半導体回路とは異なる工程により形成せざるを得ないので安価に IC 化する妨げとなっていた。

【 0 0 0 5 】

即ち、バイポーラタイプの半導体である前記バリキャップダイオード D 1 は、一般に C-MOS タイプの半導体である前記インバータ増幅器 1 0 1 とは別々の工程にて形成しなくてはならず、この為、工程の複雑化と共に IC が高価格となっていた。

一方、IC 化に適した可変容量素子として MOS 型可変容量素子が知られており、

その活用が期待されている。

このようなMOS型可変容量素子を用いた水晶発振器としては例えば特開平10-13155「周波数調整機能付水晶振動子」に開示されたものが存在する。

これは、図7に示すようにインバータ増幅器101の入出力端子間に水晶振動子102と帰還抵抗R1との並列回路を挿入し、更に、前記インバータ増幅器101の出力端子にコンデンサC2を、前記インバータ増幅器101の入力端子にMOS型可変容量素子103を接続すると共に、該MOS型可変容量素子103の電荷注入端子TIとコントロール端子Vcontとを接続するよう構成したものである。

【0006】

前記MOS型可変容量素子103としては一例にすぎないが図8に示すように、コントロール端子VcontにN型基板を基準にして、正または負の電圧を印加することによりSiO₂中のトンネル電流を流してフローティング電極104に電子を注入出するものが知られている。

即ち、例えば、前記コントロール端子Vcontに正電圧を印加した場合、前記フローティング電極104から電子が流出する為、該フローティング電極104に近接する空乏層105の厚みが狭まると共に、これにより空乏層容量が増加する。

また、前記コントロール端子Vcontに負電圧を印加した場合は、上記に説明した動作の場合と逆である為、その説明を省略する。

【0007】

【本発明が解決しようとする課題】

しかしながら、以下に説明するようにMOS型可変容量素子は基本的に正電源と負電源とを用いて初めて広範囲に容量値を変化させることができるものであって、何れかの単一極性電源によっては殆ど容量値の変化が得られないという欠点があった。

以下、このことを詳しく詳細に説明する。

図9はMOS型可変容量素子の電極間電圧と容量値の関係の一例を示す図である。

同図から明らかなように前記MOS型可変容量素子は、この場合、端子間電圧が0Vを挟んで-1.5Vから+0.5Vの範囲内で容量値が約80pF変化する。

しかし一方、水晶発振器は、一般に広い周波数可変範囲が必要とされる反面、高精度の周波数制御を行なう為には制御電圧変化に対して容量値が急峻に変化するのよりも緩やかに変化の方が好ましく、その為、広範囲の制御電圧に互って容量が変化する可変容量素子が要求されている。

【0008】

従って、図7に示すような水晶発振器の場合、前記MOS型可変容量素子103を用いて広範囲の容量可変範囲を得るにはコントロール端子Vcontに正電圧及び負電圧の双方を印加する為の制御電圧源必要とする為、周波数の制御を行なうシステムの構成が複雑化するという問題があった。

本発明は上記の問題を解決する為になされたものであって、IC化に適したMOS容量素子を用いつつ正極または負極のいずれか一方の単極電源によっても広範囲の可変容量変化が得られるようにした周波数制御が容易である小型圧電発振器を提供することを目的としている。

【0009】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決する為に本発明に係わる請求項1記載の発明は、圧電振動子と、増幅器と、可変容量素子とを含む発振器に於いて、前記可変容量素子がMOS容量素子であって、該MOS容量素子の一方端子にVボルト電圧を中間とする交流電圧を印加し、他方の端子が前記Vボルトを中間値とする範囲で制御電圧が印加されるように構成したことを特徴としている。

【0010】

請求項2記載の発明は、インバータ増幅器の入出力端子間に圧電振動子が、又、該圧電振動子両端夫々とアース間に分割コンデンサC1、C2が接続されたインバータ圧電発振器に於いて、前記圧電振動子に直列にMOS容量素子を挿入することによって該MOS容量素子の一方端には前記インバータ増幅器の出力端又は入力端のVボルトをのバイアス電圧が印加され、該MOS容量素子の他方端をVボルトを中間値とする範囲にて変化する制御電圧を供給するよう構成したこと

を特徴としている。

【 0 0 1 1 】

請求項 3 記載の発明は、インバータ増幅器の入出力端子間に圧電振動子が、又、該圧電振動子両端夫々とアース間に分割コンデンサ C 1、C 2 が接続されたインバータ圧電発振器に於いて、前記圧電振動子の両側に MOS 容量素子二個を挿入すると共に、該 MOS 容量素子の一方端に V ボルト電圧を中間電圧とする交流電圧を印加し、該 MOS 容量素子の他方端を V ボルトを中間値とする範囲にて変化する制御電圧を供給するよう構成したことを特徴としている。

【 0 0 1 2 】

請求項 4 記載の発明は、インバータ増幅器の入出力端に圧電素子が、又、該圧電素子両端夫々とアース間に分割コンデンサ C 1、C 2 が接続されたインバータ発振器に於いて、前記圧電振動子と前記インバータ増幅器の入力端との間、若しくは、前記圧電振動子と前記インバータ増幅器の出力端との間に MOS 容量素子を挿入すると共に、前記 MOS 容量素子の圧電振動子接続側の端子に制御電圧 Vcont を印加し、前記インバータ増幅器の入力端又は出力端の直流バイアス電圧であって前記 MOS 容量素子の一方端に印加される電圧を V とするとき、該電圧 V が前記制御電圧 Vcont の中間電圧となるようにしたことを特徴としている。

請求項 5 記載の発明は、インバータ増幅器の入出力端に圧電素子が、又、該圧電素子両端夫々とアース間に分割コンデンサ C 1、C 2 が接続されたインバータ発振器に於いて、前記圧電振動子と前記インバータ増幅器の入力端との間、若しくは、前記圧電振動子と前記インバータ増幅器の出力端との間に MOS 容量素子を挿入すると共に、前記 MOS 容量素子の圧電振動子接続側の端子に制御電圧 Vcont を印加し、該 MOS 容量素子の前記インバータ増幅器側の端子とインバータ増幅器の入力または出力端子との間に抵抗とコンデンサとの直流回路を挿入接続し、更に、前記 MOS 容量素子の前記インバータ増幅器側の端子に直流バイアス電圧を印加するよう構成したことを特徴としている。

請求項 6 記載の発明は請求項 5 記載の発明に加え、前記 MOS 容量素子に供給される交流電流の振幅レベルを前記直流回路の抵抗の値に基づき調整すると共に、前記 MOS 容量素子の前記インバータ増幅器側の端子に供給する直流バイアス電圧

を V としたとき、該電圧 V が前記制御電圧 V_{cont} の中間電圧となるようにしたことを特徴としている。

【0013】

【本発明の実施の形態】

以下、図示した実施例に基づいて本発明を詳細に説明する。

図1は本発明に基づく電圧制御水晶発振器の一実施例を示す回路である。

同図に示す水晶発振器は、電源電圧を V_{cc} とするインバータ増幅器1の入出力端子間に帰還抵抗 $R1$ と、水晶振動子2と抵抗 $R2$ の直列回路とをそれぞれ並列に挿入すると共に、該インバータ増幅器1の入力端子と接地との間にコンデンサ $C1$ を、水晶振動子2の一方端と接地との間にコンデンサ $C2$ を挿入し、更に、前記水晶振動子2の他方端と接地間との間にMOS型可変容量素子3をコンデンサ $C3$ を介して接地すると共に、MOS型可変容量素子3とコンデンサ $C3$ との接続点とコントロール端子 V_{cont} とを抵抗 $R3$ を介して接続するよう構成したものである。

【0014】

次にこのような構成の水晶発振器の動作について説明する。

尚、インバータ発振回路の動作については周知である為、その説明を省略する。

同図に示す水晶発振器は上記の説明からも明らかなように前記MOS型可変容量素子3の一方の端子をインバータ増幅器1の入力端子に接続するよう構成したものであるから、これにより前記MOS型可変容量素子3の片端には前記インバータ増幅器1のスレッシュホールドレベルの電圧 $V = V_{cc}/2$ が印加されることになる。

【0015】

そして、コントロール端子 V_{cont} に $0V$ から V_{cc} の範囲の直流制御電圧を供給した場合、前記インバータ増幅器1の入力端子との接続点の電位を基準として前記MOS型可変容量素子3は端子間電圧が $-V_{cc}/2$ から $V_{cc}/2$ の範囲で変化する為、前記図9を用いて説明したように結果的にMOS容量素子には正負両方の電圧が印加されるから広範囲に容量値が変化する。

即ち、例えば前記インバータ増幅器1が電源電圧 $V_{cc} = 5V$ で動作する場合、前

記MOS型可変容量素子3は、その一方の端子に前記インバータ増幅器1のスレッシュホールドの電圧レベル $V_{ref} = 2.5V$ が印加され、更にこの時、コントロール端子 V_{cont} に正極の電圧として0Vから5Vの範囲の制御電圧(V_{cont})が供給されると該MOS型可変容量素子3の端子電圧 $V_{cont} - V_{ref}$ が $-2.5V$ から $+2.5V$ の範囲にて制御されるから、従来のようにマイナス電源を用いなくとも容量値を広範囲に制御することができる。

【0016】

本発明に係る発振回路は以上の作用効果の他に以下に説明する効果も兼ね備えたものとなる。

即ち、上記のような構成は、MOS型可変容量素子3が発振ループ中に挿入されている為、そのインバータ増幅器1側の端子には前記スレッシュホールドの電圧レベル $V_{ref} = 2.5V$ を中間電圧とする発振信号である交流電圧が印加されている。

そして、上記交流電圧の振幅レベルがMOS型可変容量素子3の容量可変感度に影響を与える現象があり、この特性を積極的に利用することによりMOS型可変容量素子3の容量可変感度を任意に低く動作させることができる。

【0017】

以下にこのことを詳細に説明する。

ここで理解を容易とする為にMOS型可変容量素子の端子間電圧と容量値との関係を図2に示すように端子間電圧0Vを中心として制御電圧が $-0.5V \sim +0.5V$ の範囲で容量値が変化するものとする。

同図(a)に於いて、実線AはMOS型可変容量素子の一方の端子にスレッシュホールドレベルと等しい直流電圧 $V_{ref} = 2.5V$ を印加し、他の一方の端子に $2.5V$ を中心とした正極の直流制御電圧を印加した場合の端子間電圧と端子間容量値との関係を示すものであり、容量値が直線的且つ大きく変化する非飽和域にて80pF/V程度の高い容量可変感度を得られる。

【0018】

このようなMOS型可変容量素子について、電圧 V_{ref} がインバータ増幅器1の入力端に印加されるバイアス電圧 $2.5V$ であるものとして、それを中心電圧とす

るインバータ増幅器 1 の入力端に帰還する発振交流電圧である場合を考える。

先ず、上記発振交流電圧の振幅レベルが同図 (a) に示すように非飽和域 (F) の電圧幅より遥かに低レベルである交流電圧 B である場合、端子間容量値は交流電圧 B のプラス半サイクルとマイナス半サイクルの電圧変化に伴って容量変化するが、結果的にそのほぼ平均値となる。

【0019】

この状態に於いて、例えば制御電圧 V_{cont} が同図の点線 a を越えて低下すると、前記交流電圧 B のマイナス半サイクルが飽和域 (f) に達し、マイナス半サイクルによる容量変化量が減少し、プラス半サイクルの電圧変化に伴う容量変化が支配的となる結果、端子間の容量値感度は点線 A' に示すように交流信号 B が飽和域に達した所で低くなり、容量可変を伴う制御電圧 V_{cont} の範囲が拡大する。

【0020】

一方、上記発振交流電圧の振幅レベルが同図 (b) に示すように上記非飽和電圧域の幅とほぼ等しい交流電圧 C とした場合、例えば端子間電圧を多少低下させただけで前記交流電圧 C のマイナス半サイクルが飽和域に達する為、これ以下の端子間電圧の領域に於けるマイナス半サイクルによる容量変化量が小さくなり、逆に V_{cont} を 0V より大きくした場合も同様であるので、端子間の容量値感度は点線 C' に示すように容量可変特性が広範囲なものとなり、結果、容量可変感度を 40 pF/V とすることができる。

尚、上記説明で交流電圧 C を非飽和域 (F) の電圧幅とほぼ等しい振幅レベルとして説明したが、非飽和域に対して約 5 割以上の振幅レベルであれば十分に実用的な容量可変感度を得ることが可能である。

また、上記交流電圧の振幅レベルの制御は例えば抵抗 R_2 を調整することにより容易に可能である。

【0021】

図 3 は本発明に基づく水晶発振器の他の実施例を示す回路である。

同図に示す水晶発振器が図 1 に示す水晶発振器と異なる点は、水晶振動子 2 とコンデンサ C1 との間、または、水晶振動子 2 とコンデンサ C2 との間に MOS 型可変容量素子 3 を挿入した所にあり、同図 (a) が該 MOS 型可変容量素子 3 の一方の

端子がインバータ増幅器 1 出力に、同図 (b) がインバータ増幅器の入力に接続されると共に、他の一方の端子を抵抗 R_3 を介してコントロール端子 V_{cont} に接続されるよう構成したものである。

更に、同図 (a) に示すように回路中の E 点と接地との間に固定抵抗又は可変抵抗 R_c を挿入し、この抵抗 R_c の値を任意に設定可能とすれば、E 点の電圧が制御可能となり、これにより MOS 型可変容量素子 3 の端子間電圧が制御されて周波数調整が行なえる。

【0022】

図 4 は本発明に基づく水晶発振器の更に他の実施例を示す回路である。

同図に示す水晶発振器が図 1 及び図 3 に示す水晶発振器と異なる点は、水晶振動子 2 とコンデンサ C_1 の間に MOS 型可変容量素子 4 を、水晶振動子 2 とコンデンサ C_2 との間に MOS 型可変容量素子 5 とを挿入することにより、何れの MOS 型可変容量素子もその一方の端子がインバータ増幅器 1 の入出力端子の何れかに接続され、他の一方の端子をコントロール端子 V_{cont} に抵抗 R_3 、 R_4 を介して接続するよう構成した所にある。

そしてこのような構成により、より広い容量可変範囲が得られることは明らかであり、改めてその動作を説明することは省略する。

【0023】

図 5 は本発明に基づく水晶発振器の他の実施例を示す回路図である。

同図に示す水晶発振器が特徴とする点は、MOS 型可変容量素子 3 に供給される交流電圧の振幅レベルと基準電圧である直流バイアス電圧とをそれぞれ別々に調整可能とするよう構成したところにある。

【0024】

即ち、同図に示すように水晶発振器は、水晶振動子 2 とコンデンサ C_1 との間、または、水晶振動子 2 とコンデンサ C_2 との間に MOS 型可変容量素子 3 を挿入すると共に、水晶振動子 2 と MOS 型容量素子 3 との接続中点を抵抗 R_3 を介してコントロール端子 V_{cont} に接続し、更に、MOS 型容量素子 3 の他方の端子を電源 V_{cc} と接地との間とを接続する抵抗 R_5 と抵抗 R_6 との直列回路の接続中点に接続すると共に、抵抗 R_2 とコンデンサ C_4 との直列回路を介して同図 (a) に示すように

インバータ増幅器 1 の出力側、または、同図 (b) に示すようにインバータ増幅器 1 の入力側にそれぞれ接続するよう構成したものである。

【0 0 2 5】

そしてこのように構成することにより、初めに $V_{ref}(DC) = R_6 \times V_{cc} / (R_5 + R_6)$ の関係式に基づき MOS 型化変容用素子 3 の直流バイアスの基準電圧値 V_{ref} の設定を行い MOS 型可変容量素子 3 の基準容量値を調整した後、 $V_{ref}(AC) = R_5 \times R_6 \times V_0 / ((R_5 + R_6) \times (R_2 + R_5 \times R_6 / (R_5 + R_6)))$ の関係式に基づき抵抗 R_2 の値のみを調整し MOS 型可変容量素子 3 に供給される交流電圧の振幅の設定を行うことにより MOS 型可変容量素子 3 の容量感度を調整すれば、容量感度を調整してもその影響が基準容量の設定値に表れないので、その結果、水晶発振器の調整工程がより単純化となる。

尚、上記 V_0 はインバータ増幅器 1 の入出力電圧の交流成分の振幅レベルを意味している。

【0 0 2 6】

以上、MOS 型可変容量素子の一方の端子をインバータ増幅器 1 のスレッシュホールド電圧を印加する構成を用いて本発明を説明したが、本発明はこれに限定されるものでなく、外部電圧または、その他電圧発生回路等を用いて前記 MOS 型可変容量素子の一方の端子に定電圧を印加した構成としても構わない。

【0 0 2 7】

更に、以上本発明を水晶振動子を用いた発振器を例に説明したが、本発明はこれに限定されるものではなく、水晶以外の他の圧電振動子を用いたものに適用してもよいことは明らかである。

【0 0 2 8】

【発明の効果】

以上説明したように本発明に基づく圧電発振器は、上述したように構成したものであるから、周波数制御の為に複雑なシステム構成を必要とすること無く発振周波数を広範囲、且つ、高精度に制御することが可能となるという効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明に基づく水晶発振器の一実施例の回路図を示すものである。

【図 2】

本発明に基づく水晶発振器の容量可変感度の制御方法を説明を示すものである。

(a) 容量可変感度が制御されない場合を説明するものである。

(b) 容量可変感度が制御される場合を説明するものである。

【図 3】

本発明の基づく水晶発振器の他の実施例の回路図を示すものである。

(a) 本発明に基づく水晶発振器の他の実施例の回路を示すものである。

(b) 本発明に基づく水晶発振器の他の実施例の回路を示すものである。

【図 4】

本発明に基づく水晶発振器の他の実施例の回路図を示すものである。

【図 5】

本発明に基づく水晶発振器の他の実施例の回路図を示すものである。

【図 6】

従来水晶発振器の回路図を示すものである。

【図 7】

従来 MOS 型可変容量素子を用いた水晶発振器の回路図を示すものである。

【図 8】

MOS 型可変容量素子の断面構造図を示すものである。

【図 9】

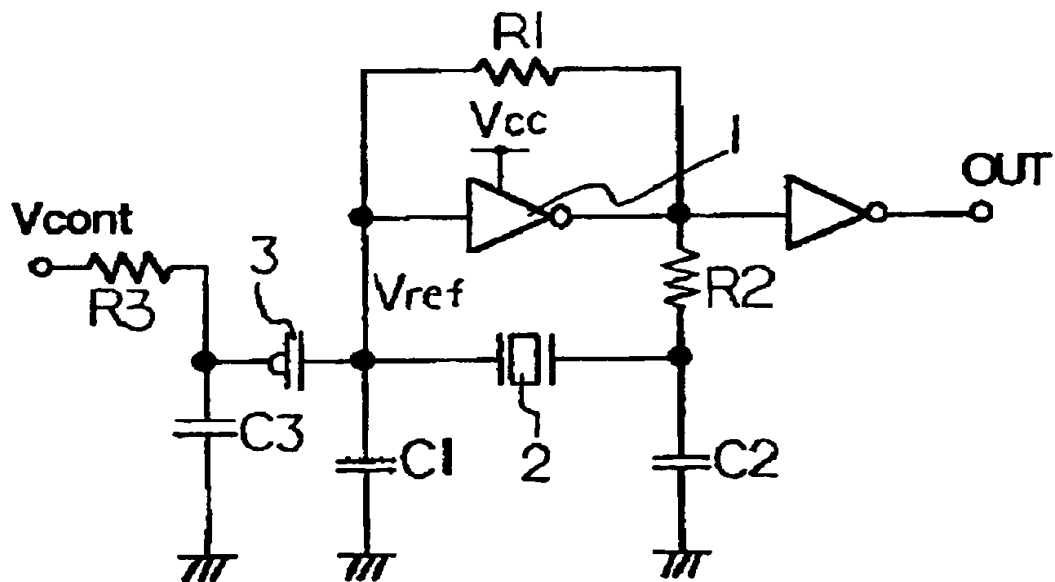
MOS 型可変容量素子の端子間電圧と容量値の関係を示すものである。

【符号の説明】

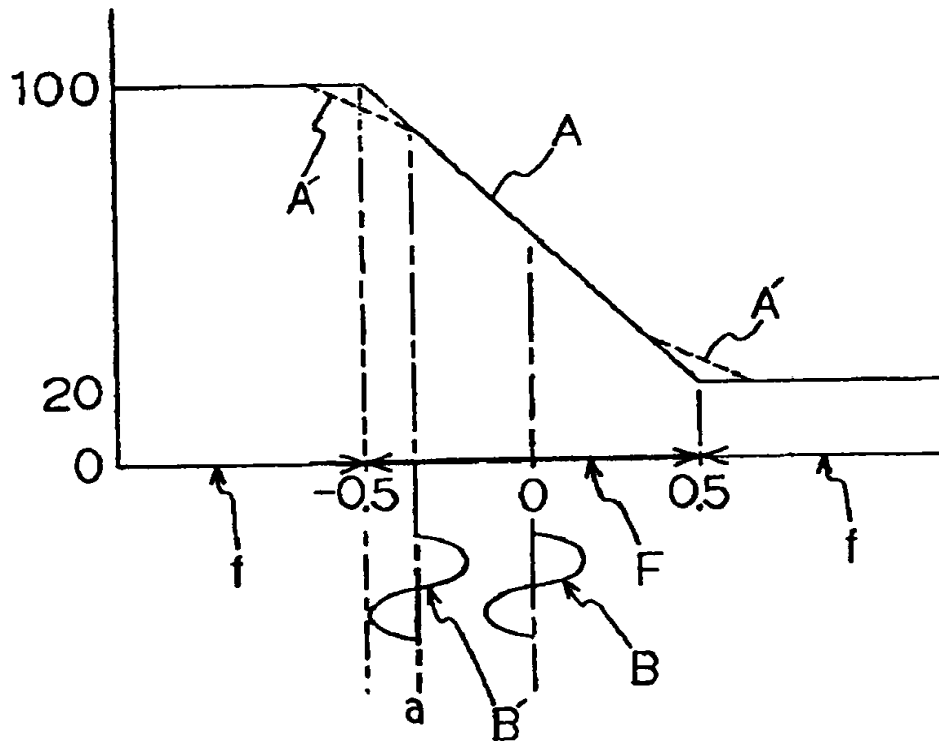
1、101 インバータ増幅器、2、102 水晶振動子、3、4、5 103 MOS 型可変容量素子、R1、R2、R3、R4、R5、R6 抵抗、C1、C2、C3、C4 コンデンサ、104 フローティング電極、105 空乏層、Vcc 電源、Vcont コントロール端子

【書類名】 図面

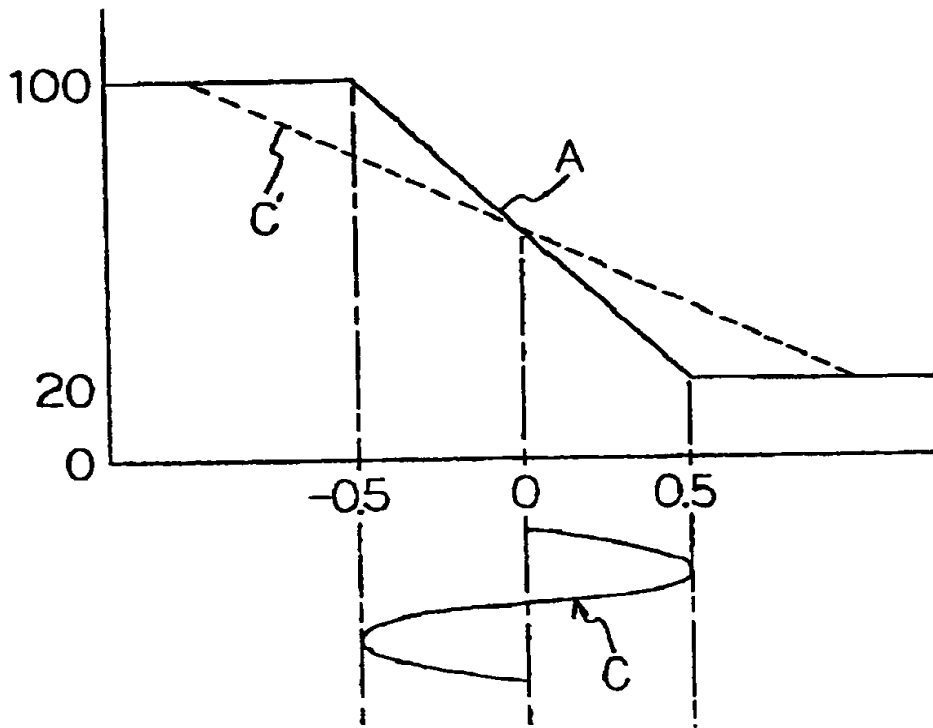
【図 1】



【図2】

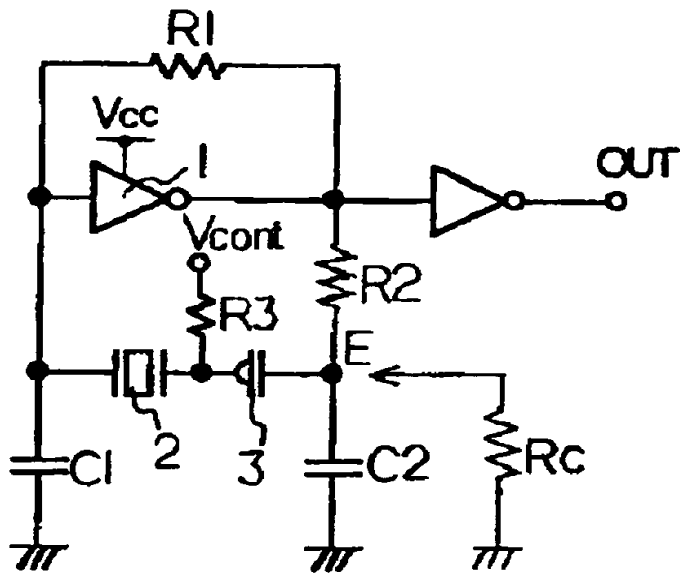


(a)

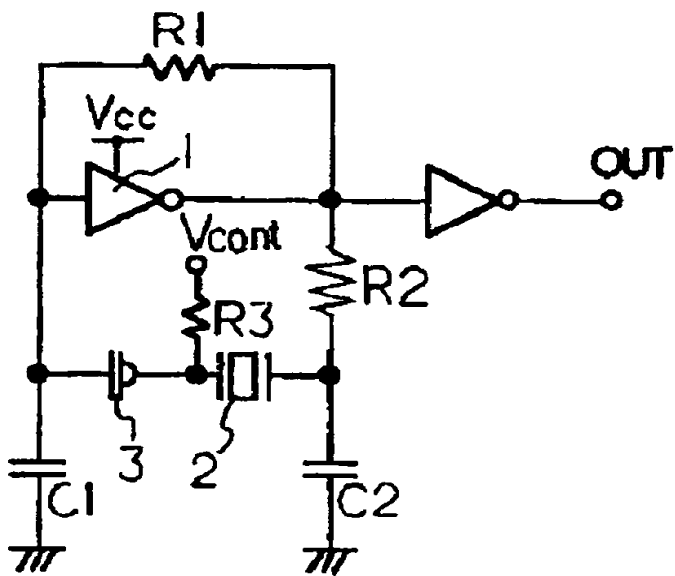


(b)

【図 3】

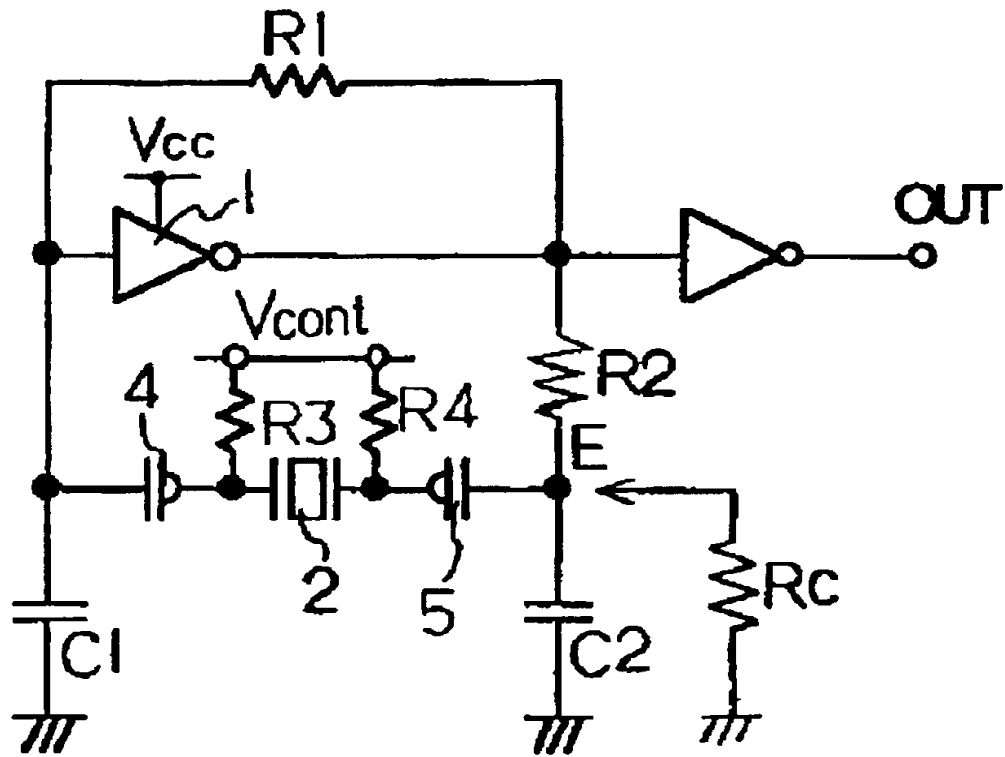


(a)

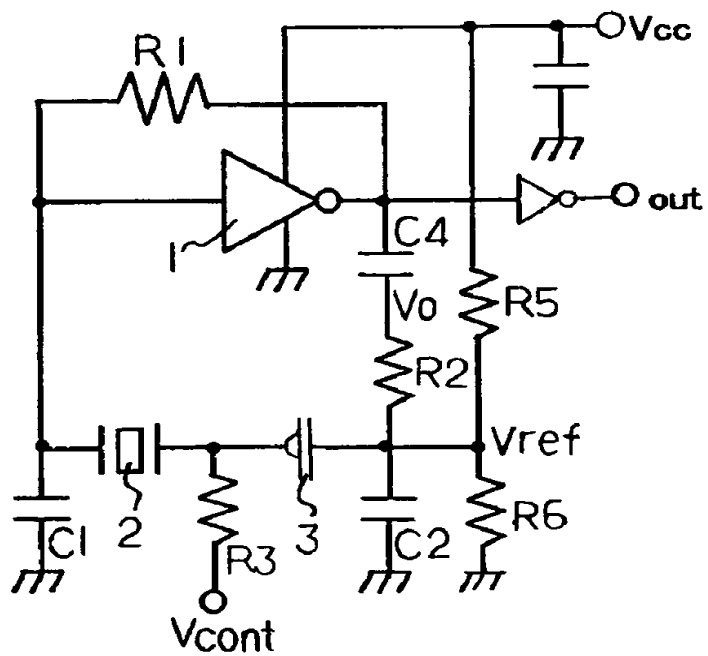


(b)

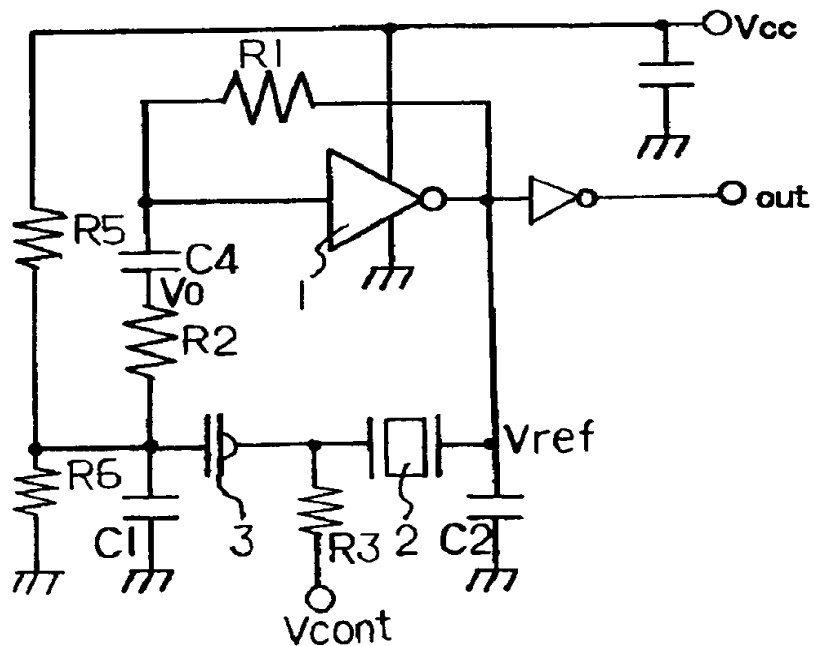
【図4】



【図 5】

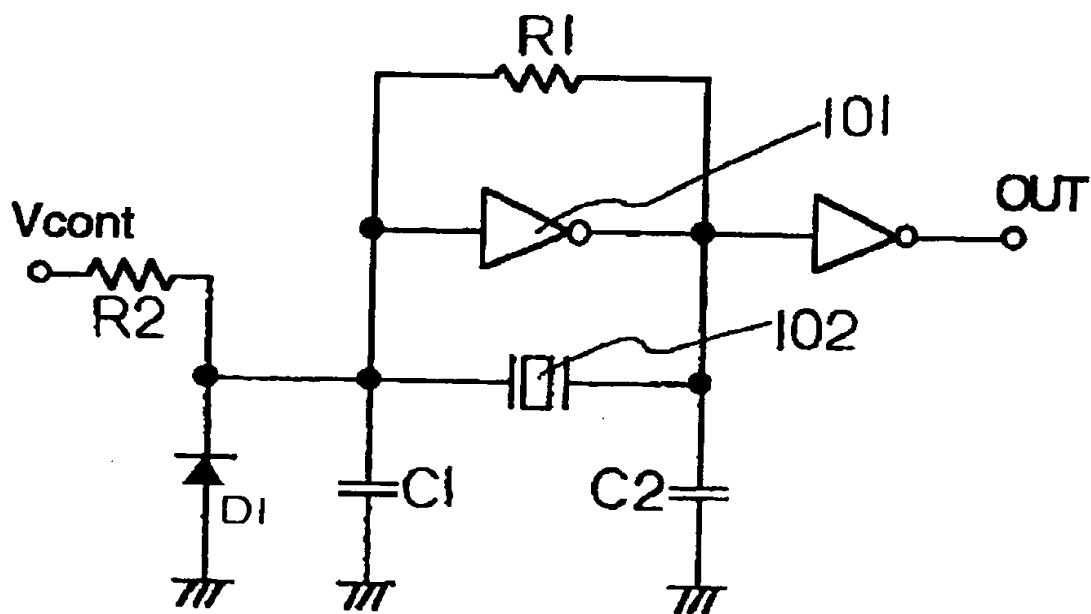


(a)

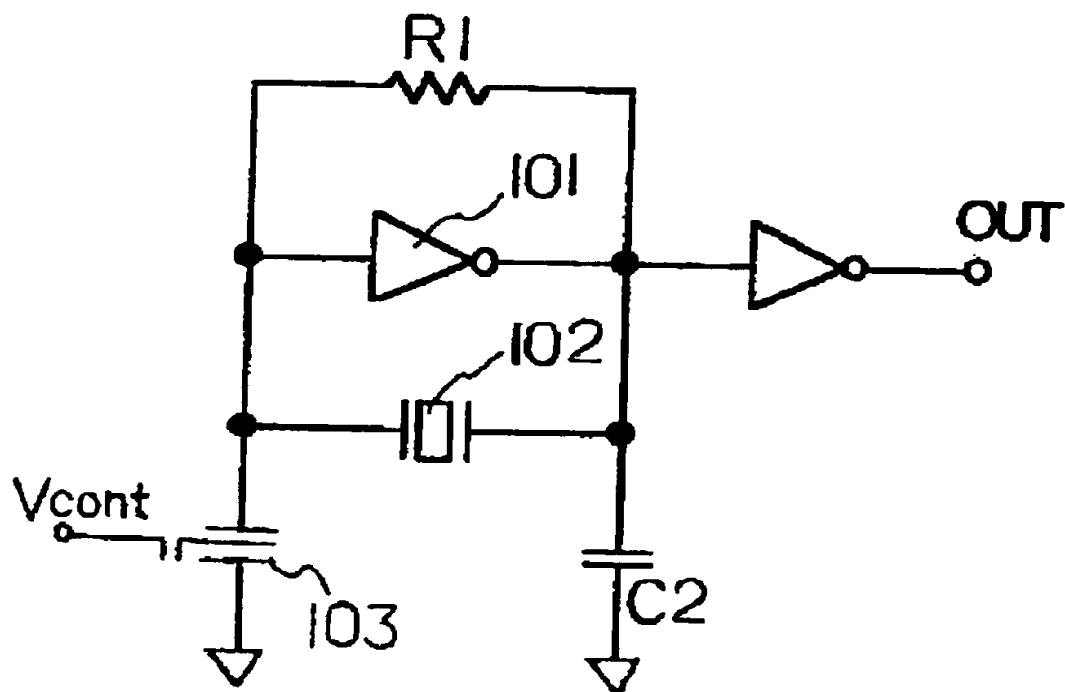


(b)

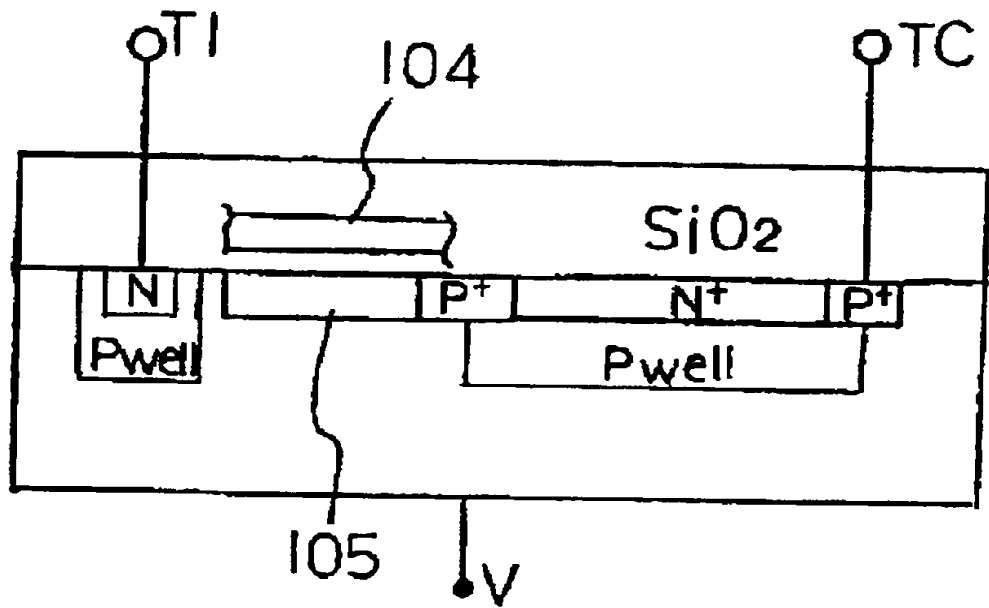
【図 6】



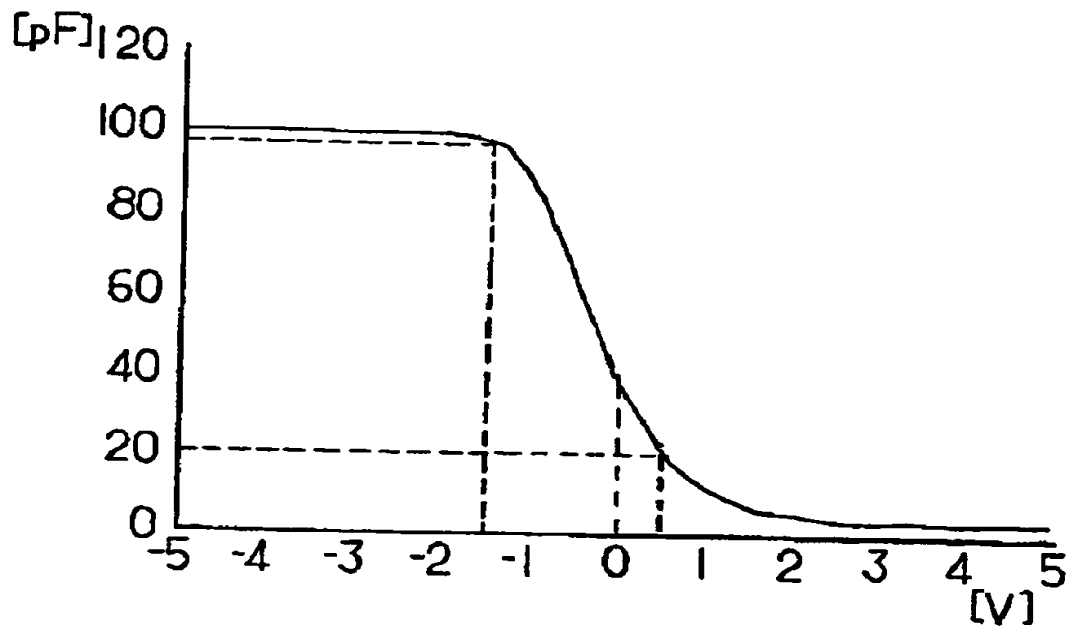
【図 7】



【図 8】



【図 9】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 周波数制御が容易な小型圧電発振器を提供する。

【解決手段】 圧電振動子と、増幅器と、可変容量素子とを含む発振器に於いて、前記可変容量素子がMOS容量素子であって、該MOS容量素子の一方端子がVボルト電圧に固定され、他方の端子が前記Vボルトを中間値とする範囲で制御電圧が印加されるように構成したこととによりマイナス電源を用いなくとも広範囲に周波数を可変することが可能な圧電発振器が実現する。

【選択図】 図 1

認定・付加情報

特許出願の番号	平成11年 特許願 第289298号
受付番号	59900994470
書類名	特許願
担当官	鈴木 ふさゑ 1608
作成日	平成11年10月18日

<認定情報・付加情報>

【提出日】	平成11年10月12日
【特許出願人】	申請人
【識別番号】	000003104
【住所又は居所】	神奈川県高座郡寒川町小谷2丁目1番1号
【氏名又は名称】	東洋通信機株式会社

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 3 1 0 4]

1. 変更年月日 1 9 9 0 年 8 月 2 0 日

[変更理由] 新規登録

住 所 神奈川県高座郡寒川町小谷 2 丁目 1 番 1 号

氏 名 東洋通信機株式会社